RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Juli 2014

Met in dit nummer:

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

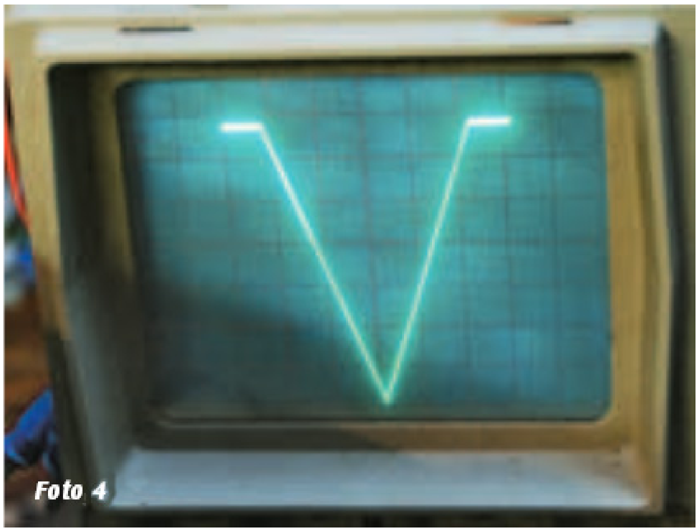
Goed nieuws van het QRL front: Uw scribent is weer aan het werk. Na enige maanden niet deelgenomen te hebben aan het arbeidsproces is het goed weer onder de mensen te zijn. Vooral de ontdekking van het openbaar vervoer als transportmiddel levert een avondvullende humoristische theatershow op, die ik de lezer zal besparen. Het slechte nieuws is natuurlijk dat er nu weer veel minder tijd over is voor de diverse hobbies, waaronder het schrijven van de RAZzies. Gelukkig worden er tegenwoordig meer artikelen aangeboden, waardoor ik niet alles zelf meer hoef te schrijven. De inmiddels wellicht irritante oproep blijft echter onverminderd van kracht: Schrijf ook eens iets! Het is voor mede-amateurs altijd interessant om te lezen waar je mee bezig bent.

Dan de Minima transceiver. Wellicht heb je reikhalzend uitgekeken naar deel twee van deze nieuwe opvolger van de roemruchte Bitx20: de beschrijving van de eindtrap. Helaas wil dat deel van het project niet erg vlotten. In plaats van een eindtrap is het een power oscillator geworden, met een voorkeur voor de hoge kant van de FM-band. Alle experimenten ten spijt (afscherming van de eerste versterkertrappen, compleet losfrezen van de eindversterkerprint, galvanisch scheiden van de inkoppeling) is het probleem niet opgelost. Inmiddels is er een hele denktank over aan het prakkizeren wat het probleem kan zijn, dus we zullen er vast wel uitkomen. Dus nog even geduld: in de volgende uitgave weten we vast meer...

De "Smeerpijp-11" - Deel 2

Wim Kruyf, PA0WV

Volgende stap is het SRAM geheugen te testen door daar wat bekende inhoud in te programmeren en de scope in XY-mode aan te drijven met het 50 maal per seconde uitlezen van dat geheugen als Y-waarde en de bijbehorende X-coördinaat op de X-output te zetten. Gaat ook perfect, foto 4 toont het resultaat. De display is 239 punten breed, te verdelen over 10 schaaldelen horizontaal op de scope in de XY-mode. De Y-as is 256 punten over 9 schaaldelen. Omdat je dat wilt kunnen instellen als calibratie op de scope die voor display gebruikt gaat worden, is er bij initialisatie van de controller een signaal in het SRAM gezet dat 33 punten in de x-richting op 255 hoog staat, vervolgens over 85 punten in de x-richting 3 per punt daalt, zodat het op 0 uitkomt, dan weer over 85 punten 3 per punt stijgt naar 255, om weer horizontaal te eindigen op x=238 en y=255 op de bovenste rasterlijn. Dat levert dus een V met horizontale stukjes op het einde van de poten. Daarmee kun je dus met de versterking van de scope en de positieregeling op de scope het beeld over 10 schaaldelen breed en 9 schaaldelen hoog precies vullend in het 9 hoog en 10 brede raster zetten.



De noodzaak van een trage sweep

Tijdens het in elkaar breien van de schakeling begon ik me in een vroeg stadium zorgen te maken over de verticale respons. Je biedt immers 50 keer per seconde 239 frequenties aan het te bemeten filter aan, die al of niet in de doorlaat ervan liggen, als je net zo snel meet als je sweept. De tijd dat je een frequentie die in de doorlaat ligt aanbiedt, is dus slechts 1/(50*239) seconde en dat is minder dan 0,1 milliseconde. Wil de output van het filter tot volle wasdom komen dan kun je dat kortstondige signaal voor de eenvoud en in eerste benadering opvatten als een amplitudegemoduleerd signaal, dat van 0 tot maximum groeit in 0,1 ms. Dat eist dat de erbijbehorende zijbanden, die dus op 5 kHz afstand liggen bij AM in dat geval, ook door dat filter komen. Alle filters smaller dan 10 kHz komen door de kortstondigheid van de zichtbaarheid van het passerende signaal dus niet tot volle wasdom qua outputspanning. Dat is de gedachtengang.

Nu is het wel weer zo dat je bijvoorbeeld voor het meten van notches in kristalfilters kunt teruggaan tot 239 frequenties over slechts 1 Hz per division, dus totaal 10 Hz over de volle beeldbreedte uitgespreid. Om het effect experimenteel te kunnen bepalen (weet je wel, we zijn als Hollanders wellicht lid van een Vereniging voor Experimenteel Radio-onderzoek), moet je langzamer meten. Dus de frequentie veel langzamer laten oplopen en de zaagtand veel langzamer over het scherm schrijven. Dan heb je weer een trage fosfor nodig en zijn we terug in 1955. Je kunt ook gaan knoeien met het nemen van foto's met je digitale camera met een lange belichtingstijd van je scopescherm.

Er is echter een andere oplossing, namelijk het beeld toch met 50 Hz schrijven ('rustiger voor de ogen'), maar de meting veel langzamer doen. Dat kan als je de metingen, 239 stuks, per stuk in een byte bewaart, dat in SRAM van de controller wordt opgeslagen. De hele serie van 239 bytes wordt altijd pakweg 50 keer per seconde afgespeeld, en met een (veel) lagere snelheid worden de verschillende frequenties beurtelings aan het te bemeten filter aangeboden en de outputamplitude wordt door een 8 bits (256 niveaus verticaal) ADC omgezet in een byte dat door de processor wordt ingeslikt en dat het SRAM byte dat zojuist gemeten is, ververst. Het kan een andere waarde hebben dan de vorige keer, omdat je bijvoorbeeld aan een trimmer of een kern van het DUT (Device Under Test) hebt gedraaid.

Nog meer werk voor de processor dus. Het kan als de uitlezing van de amplitude per frequentie ook als vierde toepassing van portA wordt genomen. Op die port zit reeds de DDS, de X binair gecodeerde zaagtand en de Y of verticale amplitudewaarde voor de scope. De omzetting van gemeten amplitude in een byte gebeurt door een ADC 0804LCN, zal vast niet optimaal zijn, maar lag ook dankzij PAoLQ in de junkbox hier, op een mooi zwart antistatisch prikkussentje uit te rusten van een vorig leven, te herkennen aan soldeerresten op zijn pootjes. Die IC's zijn nog vlot leverbaar en kosten 4,58 euro bij Conrad (bestelnummer: 174505).

Dat IC heeft intern een latch, en is tri-state, zodat we die direct op portA als inmiddels vierde deelnemer, in dit geval voor input, kunnen aansluiten. Het behoeft wel sturing, namelijk: voor start conversie de WR-puls laaggaand en weer terug, voorts kijken (eventueel) of de conversie

klaar is op de INTR pen, conversie duurt ongeveer 100 microseconde, en lees tot slot het geconverteerde signaal als byte uit met de RD puls, die hem uit zijn tri state output haalt, zolang die laag is.

Testen tijdens ontwikkeling gebeurt dan door DC uit een potmetertje op zijn ingang aan te bieden, en de geconverteerde waarde in hex op de LCD te zetten. Dat werkte niet, die gaf altijd FF af. Het bleek dat dat kwam doordat de RD-puls van de DAC niet snel genoeg de DAC-waarde aanbiedt, zodat wat vertraging met enkele NOP-instructies alvorens die waarde op port A in te lezen, volstond.

Om experimenteel te kunnen kijken of we langzaam genoeg meten, is de meetsnelheid regelbaar gemaakt van 500 seconde per sweep in 10 stappen 200, 50, 20 etcetera, tot 50 ms per sweep. Nog een insteltaak voor de actuatorknop erbij dus. Dat laatste betekent dat niet alle instellingen in een keer op de display kunnen staan, maar dat de instellingsregel die actief is altijd zichtbaar gemaakt wordt. Omflippen gebeurt met de mode-drukknop naar het veld FST rechtsboven in de display. Dat laat dan drie keuzes toe middels de actuator: F, S en T, respect ievelijk de centraalfrequentie, de sweepgrootte en de tijd die gemoeid is met meting van een hele set van 239 frequenties. Bij elk van de drie keuzes verschijnt onmiddellijk links ervan de betreffende display van de gekozen parameter. De volgorde van de modeknop is zo geprogrammeerd dat een keer drukken direct de gekozen instelling wijzigbaar maakt met de actuator.

Om de zaak, die qua complexiteit op dit punt toeneemt, beheersbaar te houden wordt de display van de beeldpunten in het SRAM geheel op eigen houtje door een (derde) interruptroutine verzorgd, die triggert op de overflow van de interne een byte grote timer_0 van de controller. We kunnen tijdens het ontwerp kiezen of we slechts een punt per interrupt op de buis zetten, of meer punten in een keer, dat spaart overhead van ophalen en opbergen van pointers die aanduiden hoever we gebleven waren. Daar zijn met de scope metingen voor gedaan. Dat meten kan als je aan het begin van de interrupt een portpen hoog zet en aan het einde weer laag. De jumperpen is de aangewezen pen om die daarvoor te programmeren, want daar kun je de scopeprobe makkelijk aanhangen. De breedte van de puls op die pen heeft dan de tijd aan die de interruptroutine nodig heeft. We komen op de volgende resultaten uit:

Interruptduur in µs	Punten	Interrupts/s	% CPU-belasting bij 50 Hz
6,5	1	11950	7,8
11	3	3983	4,4
27	10	1195	3,2
73	30	398	2,9
230	100	120	2,8

De eerste 2 kolommen zijn de meetresultaten en de rechtse twee zijn de daaruit berekende CPU-belasting en het benodigde aantal interrupts per seconde voor een 50 Hz herhalingsfrequentie op de display. Het aantal interrupts van timer0 dat zonder heisa gekozen kan worden is niet willekeurig, maar afhankelijk van een instelbare prescaler 31250, 3906, 488, 122 en 30/s in de gebruikte controller. We kiezen voor 488 interrupts/s en schrijven dan per interrupt 24 punten.

Allemaal leuk bedacht, zul je wellicht denken. Maar helaas, dat werkt niet. Iedere keer als 24 punten geschreven zijn staat de displaypunt 97 % van de tijd stil op het scherm van de scope, en wordt dus een dikke vette groene vuurwerkkogel op je scope. De display heeft dus wel de goede vorm, maar er zitten 9 bewegende dikke felle groene punten als een kralenketting op. Enige oplossing die dan overblijft is een punt per interrupt en zoveel interrupts dat je met 239 punten en 50 Hz uitkomt. Die 50 Hz is ook geen heilig getal, dus heb ik voor de eenvoud 31250 interrupts per seconde gekozen, en van elke 3 interrupts wordt er twee bijna niks gedaan en elke derde is er werk aan de winkel want dan wordt een meetwaarde uit het SRAM als punt op het scherm gezet. Dan zijn er geen geconcentreerde wachttijden meer en ziet de display er gelikt uit. De eigenschappen zijn dan 10417 punten per seconde op de buis en dat is bijna 44 Hz displayherhalingsfrequentie. Ook wel goed.

Het programma

Het programma bevat routines voor de aansturing van de LCD, voorts 11 routines voor incrementeren en decrementeren van de parameters op de display. 7 routines voor display van de velden, namelijk mode-indicatie, sweep, centraalfrequentie, tijd, demping en increment van de centraalfrequentie per klik van de actuator en tot slot een indicatie of het frequentieveld de sweep of de centraalfrequentie, dan wel de tijdsduur per meetsweep bevat.

Wijziging van de actuator roept een interrupt aan, dus ligt het voor de hand dit alles in een interrupt af te handelen. Dat is echter niet verstandig, want dat kost tijd, en dat onderbreekt de display, die dat in de vorm van feller groenepuntjesgespetter laat zien. Voorts moet je alle gebruikte variabelen in een interrupt op de stack drukken.

Het alternatief is de interruptroutine alleen vlaggen (een achttal) te laten zetten die aangeven welke parameter er gewijzigd is, omhoog of omlaag, en in de hoofdroutine, buiten de interruptafhandeling dus, dan die vlaggen stuk voor stuk te besnuffelen en te resetten nadat de gevraagde actie van wijziging van een parameter en update van de LCD display is gebeurd. Niet alle vlaggen hebben invloed op de meetsweep, alleen de tijdparameter de sweepparameter en de centraalfrequentie, vandaar dat die vlaggen apart gecopieerd worden en de sweeproutine daarmee werkt, dat wil zeggen: op elke wijziging de meetsweep onderbreekt en ingeval van frequentie en sweepwijziging de beginwaarde en de stapgrootte voor de DDS opnieuw berekent. Het is echter toch nodig de sweeproutine altijd af te breken bij een wijziging van een instelling, omdat de display anders niet onmiddellijk reageert op de bedieningsknoppen, wat ongewenst is.

Een en ander is bloksgewijze ontwikkeld en elk blok is apart gedebugged tot het naar wens werkte. Voorts bevat het programma aanstuurroutines voor de versterkerdemping en de DDS in het blikken doosje, en dan rekenroutines om de instelling van de DDS te berekenen uit de ingestelde frequentie en sweepwaarden. Er draaien 3 interruptroutines: een voor de externe interrupt van de modeswitch, een voor bewegen van de actuator, en een derde op een timeroverflow voor de display die 44 keer per seconde ververst wordt door de daemon. Deze bedient 31250 interrupts per seconde. Bij de overflow interruptafhandeling wordt twee van de drie keer nagenoeg niets gedaan, namelijk slechts het verhogen van een klokbyte om de 32 microseconde en een modulus 3 interruptteller. Bij elke derde interrupt wordt het volgende punt van de totaal 239 uit het SRAM gehaald en op de XY-DACs gezet. Als 239 wordt gehaald, worden de pointers in SRAM weer teruggezet op het begin van de signaalbuffer en de x-zaagtandteller die tevens dienst doet als index in die signaalbuffer, weer op 0 gezet. Dat 2 van de drie keer overslaan van actie is gedaan omdat een hogere herhalingsfrequentie van het beeld geen doel dient, en de processorbelasting door die daemon wordt daardoor teruggebracht tot ruim 7 %, terwijl de granulatie van de klok toch

32 microseconde is. Dat is eenvoudig na te meten door in de interruptroutine aan het begin een pen hoog te maken en aan het einde laag. Met een draaispoelmeter meet je dan de gemiddelde dutycycle van de uitgangspulsen (steeds twee korte gevolgd door een langere) en dat is dan de processorbelasting door die routine. Valt die daemonroutine uit, dan staat er een dikke stralende punt op het scherm van de KSB en dat is op zijn minst vervelend. Daarom is gebruik gemaakt van de zogenaamde watchdog timer. Die moet steeds gereset door het lopende programma, anders gaat hij een processorreset geven waardoor alles weer in de uitgangspositie terecht komt. Die watchdog is afgesteld op ongeveer 60 ms en de reset gebeurt elke keer in de daemon intteruptafhandeling. Valt die daemon uit dan zorgt de watchdog ervoor via een processorreset dat hij weer wordt opgestart.

Na de initialisaties worden de interrupts vrijgegeven. Het programma draait dan alleen de daemon displayroutine, de sweep is op 0 geïnitialiseerd en de signaalbuffer is tijdens initialisatie gevuld met de V-vormige calibratieplaat die instelling van de oscillograafbuis toelaat. Tevens draait er dan een DDS-controleroutine die er beurtelings om de 6 seconde een andere frequentie uit laat komen van een set van 16 stuks, die naar wens met een teller kunnen worden nagemeten. Iets wat minstens een keer na gereedkomen van het apparaat dient te gebeuren teneinde de goede werking van de DDS te controleren. Zodra je de actuator of modeknop bedient, verdwijnt die plaat en wordt vervangen door wat er gemeten wordt aan de DUT.

Als er een langzame sweep gekozen is, zou de sweepmeetroutine er 500 seconde over kunnen doen om een set metingen te verversen. Inmiddels zou je actuator dood lijken, want de display wijzigt niet omdat de interruptvlaggen niet worden besnuffeld. Dat is zeer ongewenst en daarom werd in de sweep meet delay routine die tussen het wijzigen van de frequentie en het meten van de output van de DUT zit, in de delaylus steeds naar die vlaggen gekeken. Zodra er aan de knoppen is gezeten, wordt de meetroutine afgebroken en worden de vlaggen eerst afgehandeld, alvorens weer te gaan meten met de nieuwe instellingen. Bij elke wijziging van de knoppen wordt nu onmiddellijk gereageerd op de knoppen, ook bijvoorbeeld bij wijziging van delta die niets met de lopende meting te maken heeft, omdat anders de LCD display niet direct reageert op de wijziging.

De delayroutine die de metingen na elke instelling van de DDS vertraagt om aan de ingestelde meettijd te komen, is niet gewoon een afteller, want die zou steeds onderbroken worden door diverse interrupts met name die van de XY-display. De displayinterrupt van de daemon verhoogt elke keer dat hij afgaat, dus om de 32 microseconde een tellerbyte, na 256*32E-6 = 8 ms is die een keer rond. Zover komt het niet, want de delayroutine trekt van de ingestelde delay, die bij de sweeptijd hoort, steeds de stand van die teller af (veelvouden van 32 }s dus) en zet die teller dan tevens terug op 0. Een swap atomaire instructie kent de 90S8515 ook niet, maar voor een delay is dat ook geen ramp. Voor het ophalen van de teller en het resetten op 0 daarna, zijn twee instructies nodig, die dan geflankeerd worden door twee instructies die de interrupts uit en weer aan zetten. Een aantal powerup initialisatieroutines completeren het geheel.

De opbouw

Als je zoiets maakt en de software schrijft, werkt het geheid niet. Daarom wordt het in blokken opgebouwd die na voltooiing per stuk getest worden. Dat testen gebeurt door waarden die verwacht worden, op de LCD display te zetten met een daarvoor geschreven debugroutine.

De opbouw was: eerst de display activeren, dan de daemon testen van de DAC's. Vervolgens de actuator en de modeknop met alle bijbehorende routines, waarvan je op de display ziet of ze naar wens werken. De berekening van de DDS startfrequentieinstelling en het increment per

meting. De ADC is daarbij voorlopig vervangen door een fake _ADC routine die een omgekeerde V als plaat in SRAM zet. Zet je dan de instellingen van de centraalfrequentie en de sweep zo dat de grenzen van 50 Hz en 72 MHz worden overschreden, dan moet je dus zien dat delen van die V links en/of rechts naar de nullijn gaan. Als dat niet werkt, en dat deed het aanvankelijk niet, de getallen die in de berekeningen zitten dumpen op de LCD, dan kom je erachter waar je moet zoeken en vinden.

Werkt dat, dan de DDS aansluiten op de kabeltjes. De dempingsvariatie bekijken op de scope van het uitgangssignaal. Bij trage sweep van 500 seconde kun je met een teller controleren of de uitgangsfrequenties (2 seconde per frequentie om te meten) goed zijn, zoals verwacht. Heb je geen teller, dan kun je op een scope kijken naar het harmonicasignaal, of je kunt de centraalfrequentie op 1000 Hz zetten en de sweep op 100Hz per divison en met een koptelefoon luisteren naar het signaal. Door de sweeptijd te variëren kun je dan horen dat die ook werkt, tevens krijg je dan respect voor vogeltjes in de bomen die het verkregen geluid zomaar instinctief produceren om een leuk wijfje te lokken.

Het bleek dat de DDS af en toe op hol sloeg. Kan best, want er wordt nog al aan de teugels gerukt, maar volgens de specs mag dat. Oorzaak was op het moment van schrijven niet bekend, maar door na elke afgemaakte sweep de DDS te resetten werd eventueel afwijkend gedrag in de kiem gesmoord. Daarna werd de fake_ADC routine vervangen door de ADC routine en de ADC op de print gemonteerd, op de wijze zoals het schema in figuur 1 (zie de RAZzies van juni 2014) laat zien.

De ADC

Dat is de 20 pens DIL ADC0803, die heeft een tristate 8 bits brede output, die ook, als vierde klant, met port A wordt verbonden, zoals het schema in figuur 1 aangeeft. Eigenschappen van IC's vind je op www.datasheetcatalog.com. In die datasheets staan doorgaans ook toepassingen. Het blijkt dat het IC een interne klok heeft waarvan je de frequentie regelt met een externe R en C. R=10k en C=56 pF volstaan om de klok ruwweg op 1 MHz te zetten, wat de voorkeursfrequentie is, namelijk snel en niet zo snel dat er nauwkeurigheid verloren gaat. Chip select moet laag staan als je hem wilt gebruiken, en dat willen we, dus die is hard aan de grd van de print gesoldeerd.

Een laaggaande puls op de WR input start de conversie van het analoge signaal. Als dat klaar is (na ongeveer 100 microseconde) gaat de INTR output laag. Als je dan vervolgens de RD een laaggaande puls geeft, wordt de output 8 bits breed aan de uitgang gepresenteerd. Zolang read nog hoog is, is de output tristate (hoogohmig) en die output kan dus zonder meer ook op PortA gezet worden, wat dan ook gedaan is. De WR-puls wordt bediend door PB3 en de INTR wordt dan bewaakt tot die laag gaat door PD6, en vervolgens wordt de output beschikbaar gemaakt door de RD- puls op PD7.

De routine die de ADC bedient, is voorzien van een timeout, waar ook de daemon interrupt 32 microseconde clock voor wordt gebruikt. Is die groter dan 160 microseconde en de conversie nog niet klaar, dan verlaat hij de polling loop van PD6 en de routine met een carry set, als teken van mislukking. Dat voorkomt dat om welke reden ook, de zaak blijft hangen als er eens een conversie de mist in zou gaan. Alvorens de readpuls laag te maken wordt portA op inputmode gezet en worden de interrupts afgeschakeld. Zodra de geconverteerde data ingeslikt is via portA, wordt die weer teruggezet op output en de interrupts weer enabled, na de ADC weer in de tristate toestand te hebben gebracht door de RD hoog te maken.

In de analoge wereld moet de output van de logconverter AD8307, die ongeveer 0,3 tot 2,8 volt beloopt, worden omgezet in 256 niveau's. Dat vereist dat de seinspan van de ADC geregeld kan worden om zich aan te passen aan dat gebied, omdat we daar alle 256 stapjes voor

willen gebruiken. De bovenzijde van het conversiegebied wordt bepaald door ref/2 (pen 9 van de ADC) input en de onderzijde van het conversiebereik door de spanning op VIN(-) op pen 7 van de ADC. Daar zijn twee multiturn trimpotmeters voor gemonteerd. Testen is gebeurd door de output hex op de display te zetten en met een (derde) potmeter de DC ingangsspanning op de input Vin+ van de ADC te varieren. Dat gaat goed, alle niveau's zijn duidelijk te onderscheiden en zonder merkbare hysteresis stabiel, zodat er kennelijk geen hinderlijke stoorspanningen meeliften naar de input.

Omdat de conversie ongeveer 100 microseconde duurt en er bij 20 ms per sweep per meting 83 microseconde totaal beschikbaar is, is op dit punt van het ontwerp besloten het snelste sweepbereik 50 ms/sweep te maken en 20 ms/sweep, wat die aanvankelijk was, te schrappen.

De log converter AD8307

Dit IC is verkrijgbaar in 8 pens DIL, en in SMD-uitvoering. Kent Electronics heeft ze in de aanbieding in SMD met een klein verloopprintje erbij om ze in een 8 pens dilvoetje te kunnen steken. Nog voordeliger zijn ze te koop in 8 pins DIL uitvoering, die ik gebruikt heb, bij de shop van Funkamateur.de. Daar kun je ook MMIC versterkers kopen.

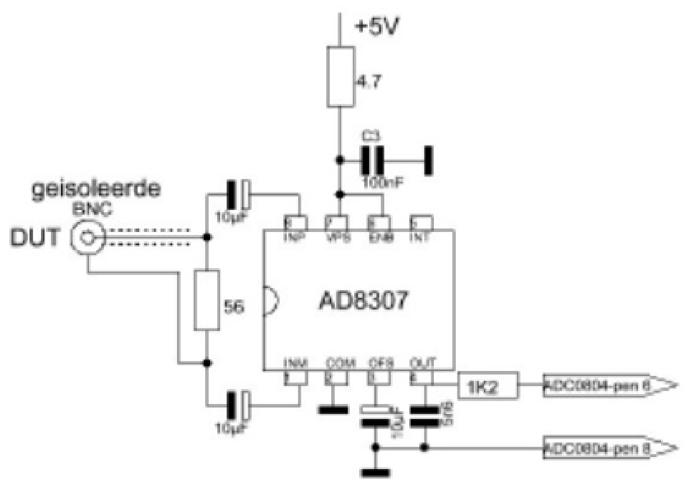


fig. 8 De log converter

We betreden hiermee de analoge wereld, dus dat geeft moeilijkheden en zwarte kunst. Het IC is inwendig tussen de trappen DC doorgekoppeld omdat er geen ruimte is voor C's op de chip, die trouwens de bandbreedte aan de lage zijde zouden verlagen. Daarom is hij vanaf DC bruikbaar, maar de gevoeligheid is vanaf 50 microvolt, dus DC offset drift, die wel 400 microvolt teruggerekend naar de ingang kan zijn, zou hem gelijk degraderen qua dynamic range omdat de drift als (DC) signaal wordt opgevat en de AC signalen in de orde van 50 microvolt kunnen liggen. Daarom heeft de fabrikant intern een DC-tegenkoppeling aangebracht, die de DC-offset bijna op 0 houdt. Die terugkoppeling mag echter niet voor AC gelden en daarom is er op de chip zelf een C opgenomen. Kantelpunt 700 kHz of zo, dus daar beneden gaat het de foute kant op wat AC-gevoeligheid betreft. Nu is het wel zo dat dit alleen geldt zolang de eerste trap van de 6 hard limiting versterkertrappen van de logconverter niet is vastgelopen en dat doet hij bij ongeveer 14 dB boven dat laagst detecteerbare niveau. Dus je merkt het alleen bij meting van zwakke signalen tussen 50 en 500 microvolt, daarboven levert het geen fout op. De onderste 2 div. van de display kan erdoor worden verstoord dus, hogere waarden niet. Omdat ze het IC ook aanprijzen voor audiogebruik, is er derhalve een poot OFS, pen 3, waar je extern een C extra kunt opnemen, parallel aan die op de chip, om het kantelpunt naar wens te verlagen. Een tantaal van 1 uF laat het reeds dalen tot 10 Hz, dus die heb ik erin gesoldeerd. In feite 10 uF, omdat dat de enige tantaals waren die ik nog had liggen. Daarmee zijn we af van die mogelijke vervorming voor de lagere sweepfrequenties.

Voorts demoduleert het IC. Er komt een gelijkspanning uit tussen nominaal 0,3 en 2,8 volt op de OUT pen, over de range van ingangssignalen die 90 dB in sterkte verschillen. Met de ADC onderscheiden we daarin 256 stapjes, dat is dus per 10 mV een stapje. Er zitten echter bij de detectie resten van twee maal de draaggolffrequentie (het ingangssignaal) op

gesuperponeerd als rimpel. Dat mag dus niet meer zijn dan 10 mV en dat is het zonder maatregelen wel. Je moet dus extern extra capaciteit aanbrengen op de OUT pen4; die pen heeft een Ri van 12k5. Dat extra uitgangs-C'tje verlengt echter de tijd die nodig is om bij stabiel aangeboden ingangssignaal de eindwaarde op OUT te bereiken, die een dB-evenredige stroombron als input heeft op de interne 12,5 k. Hij gedraagt zich dus als een spanningsbron met een Ri van 12k5. Is die C te klein en de superpositie dus (aanzienlijk) meer dan 10 mV voor lagere (wobbel)frequenties, dan uit zich dat in ADC-conversie die per sweep verschilt, en dus een dikkere lijn bij snel sweepen zal geven. Dat is te voorkomen door voldoende langzaam te sweepen. Er zit weinig anders op, want als je bij de onderzijde van het sweepbereik, op 50 Hz, minder dan 10 mV 50 Hz rimpel wilt, moet je een C hebben van 2 µF en die heeft met 12,5 k een tijdconstante van 25 milliseconden, zodat de output pas na ongeveer die tijd binnen 10 mV van de eindwaarde komt. Als je snel sweept (239 metingen in 50 ms sweeptijd), heb je slechts 209 }s per meting beschikbaar, waarvan er 100 worden gebruikt door de ADC. Het gaat echt om de lage frequenties. Op 10,7 MHz heb je bijvoorbeeld zelfs zonder externe C nog maar een rimpel van 12,5 mV. Redeneer je omgekeerd, dan mag je uitgangs-C niet groter zijn dan 8 nF. Ik heb 5n6 gemonteerd teneinde een RC-tijd te behalen die minder is dan 100 µs. Dat heb ik gekozen. Beneden 12,5 kHz moet je dan rekening houden met afwijkingen. Wil je dat niet, dan pak je 1 µF. Dan werkt hij vanaf 100 Hz goed, maar moet je altijd langzaam sweepen ook op hoge frequenties. Je kunt dus kiezen voor een hogere waarde en dan word je altijd gedwongen langzaam te sweepen, of voor een lagere waarde, dan is er effect op de uitlezing beneden 12 kHz.

Een en ander is na voltooiing van het apparaat het effect van te bekijken door de signaal generator output direct naar de DUT ingang door te koppelen en de display te bekijken bij diverse met de attenuator instelbare ingangsniveaus.

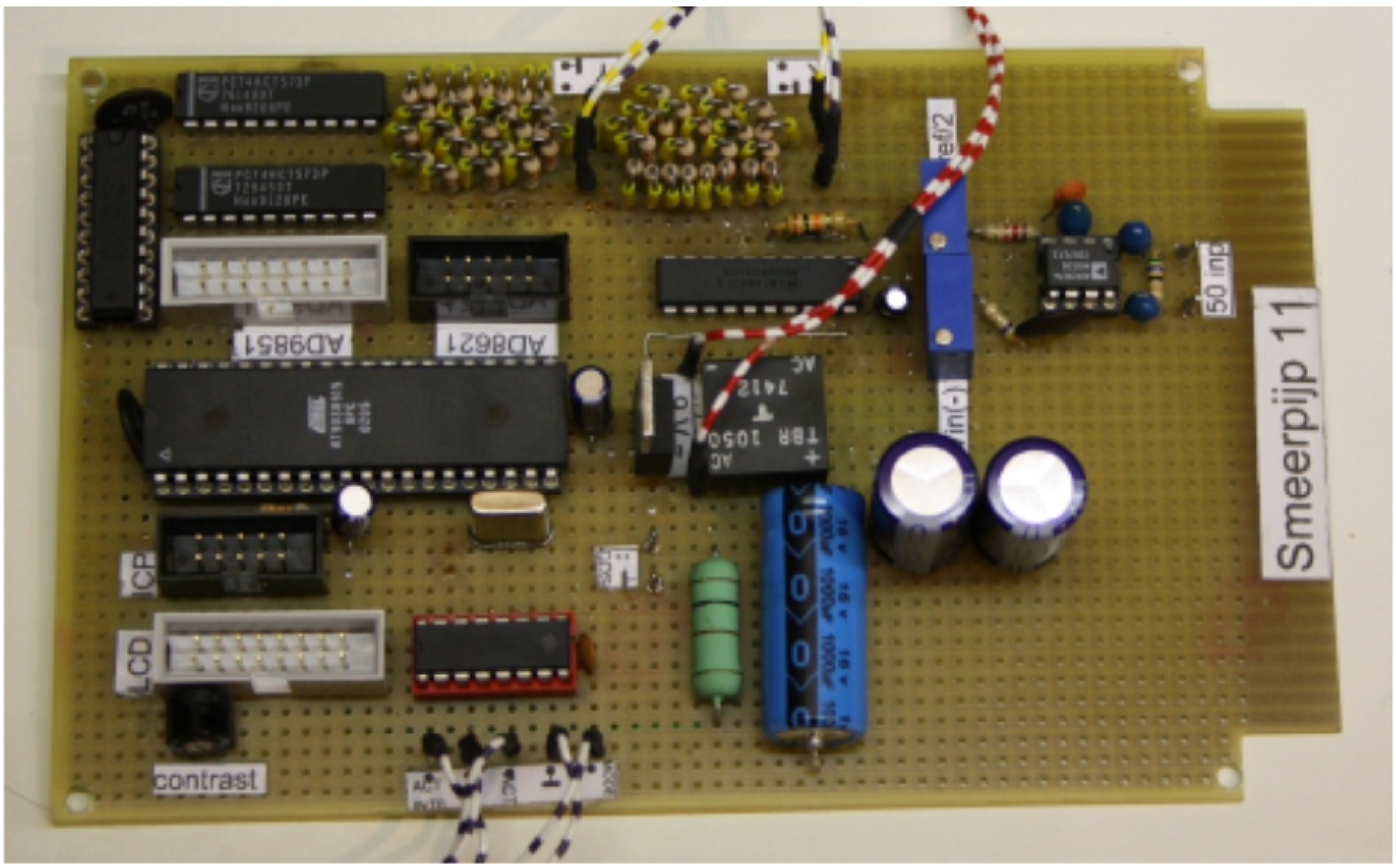


Foto 6

Dan tot slot de ingang van de log versterker/detector. Die is breedbandig en gevoelig (50 µV), dat wil dus zeggen dat alle digitale rommel die wordt opgepikt, signalen van omroepzenders etc de ruisvloer (en dus de laagste outputspanning van de detector) ophoogt tot ongekende hoogte over de volle breedte van de display, onafhankelijk van de ingestelde sweep, dit vanwege de afwezigheid van selectiviteit. Het IC dient dus, als je zo laag mogelijke ruisvloer wilt hebben, ingeblikt (beter: ingekoperd) te worden, en van een apart regulatortje te worden voorzien voor de voeding, en de differentiële input moet met een kort coaxkabeltje en een geïsoleerde BNC-connector in het frontpaneel naar het DUT, waar de signaalaarde gebruikt wordt. De common mode input moet middels een paar weerstanden op de halve hoogte van de voedingsspanning worden ingesteld, maar dat is intern al gebeurd. Asymmetrisch werken, dus een poot van de ingang voor RF ontkoppelen kan ook, dan kost je dat 6 dB dynamic range in dit geval aan de hoogsignaalzijde en dat merk je dus niet als je aan passieve DUT's meet, want die power hebben we niet beschikbaar uit de Elektuurdoos.

Omdat HF metingen doorgaans op 50Ω gebeuren, wordt het IC voorzien van DC-blokkerende C's (weer uit de 10µF tantaalvoorraad) en een 56Ω weerstand (de ingangsimpedantie van 1k1 tussen de ingangspoten staat er voor HF aan parallel), zodat we uitkomen op 53Ω. Dat kun je dus ook nog perfectioneren met een wat minder makkelijk verkrijgbare weerstand dan 56Ω. Die weerstand zit voor de koppel C's zodat de RC-tijd naar de input die 1k1 is, 20 keer groter is bij dezelfde C-waarde. 50 Hz kantelpunt eist bij 1k1 dus zo'n 20 µF. We hebben er 5 µF zitten van twee van 10 µF, die voor de RC-tijd bepaling immers in serie staan. Lage werkspanning van enkele volt volstaat reeds, eventueel inductief gedrag op hogere frequenties kan de kop worden ingedrukt met een extra keramische C eraan parallel. Of dat nodig is kun je altijd met het apparaat zelf bekijken door op maximale sweep de display te bekijken. Dat wordt dus eventueel de eerste daadwerkelijke toepassing van de Smeerpijp, om zichzelf te controleren. Die lage impedantie van 50Ω maakt de capacitieve pickup van de ingang ook bijna 30 dB lager. En je kunt je schaal en attenuator dan ijken in dBm. In de display is dat gebeurd, die geeft het signaalgeneratorniveau aan als de signaalgenerator is afgesloten met 50Ω in dBm. Interesseert dat lage gebied je niet, dan volstaan kleinere koppel-C's. Een alternatief zou een koppeltrafo op een ringkern kunnen zijn, maar kernen die getrouw tussen 50 Hz en 72 MHz de transformatieverhouding aanhouden, zou ik zo snel niet weten te vinden.

Om te weten hoe een en ander uitpakt als je niks bijzonders doet, heb ik de zaak gewoon open en bloot op de print gemonteerd in de buurt van de ADC en op de normale 5V-voeding van de print aangesloten, wel ontkoppeld en coax naar de geïsoleerde coaxconnector in het frontje gebruikt. Dan wordt in ieder geval bekend of het resultaat te accepteren is en zoniet, dan weet je wat je verbetert als je het anders doet. Dat geeft ook gelegenheid de AC-rimpel te meten op het uitgangssignaal. Een methode om daar vanaf te komen zou kunnen zijn om niet steeds oude metingen te wissen maar voor elke meetposistie het lopende gemiddelde te bepalen over een stuk of wat sweeps. Het resulterende schema van de logconverter is apart getekend in figuur 8.

Wordt vervolgd.

PA0WV



Afdelingsnieuws

We zijn er even helemaal uit. In de maanden juli en augustus zijn er geen bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer. Op woensdag 10 september staan de deuren weer wijd open voor de eerste bijeenkomst van het seizoen. Tegen die tijd gaan we ook de inschrijving voor de Wattmeter openen, want dat heeft nu in de zomertijd niet zoveel zin. De Wattmeter kan voorzien worden van 3 verschillende meet-koppen: HF/6m, 4m en 2m/70cm. Tegen die tijd besteden we daar nog wel wat extra aandacht aan.

Inmiddels zijn de expeditie-QSL-kaarten binnen! Onze QSL-manager Piet PE1FLO (ja, die van de beroemde koffie!) is al volop bezig met de verwerking. De directe kaarten gaan als eerste de deur uit. Omdat de kosten nogal oplopen als we zoals voorgaande jaren iedereen in de log een kaart sturen, doen we het dit jaar volgens het principe Kaart Ontvangen is Kaart Versturen. Heb je de HB0 expeditie gewerkt en wil je een kaart, dan zal je er eerst een moeten sturen. Maar hij is dan ook wel de moeite waard!

Degenen die nog op vakantie moeten, wensen we bij deze alvast een prettige vakantie. Gaat de set mee, stuur ons eens een fotootje met je vakantie opstelling! Antennes, set - het kan zomaar een inspiratie zijn voor andere vakantie-gangers. Dan kunnen we daar in september een collage van maken. Opsturen kan naar razzies@pi4raz.nl. Laat eens wat van je horen!



Kees PE1EXD was de eerste die reageerde op mijn eerdere oproep om iets over zijn vakantie-opstelling te vertellen. Hij schreef daarover:

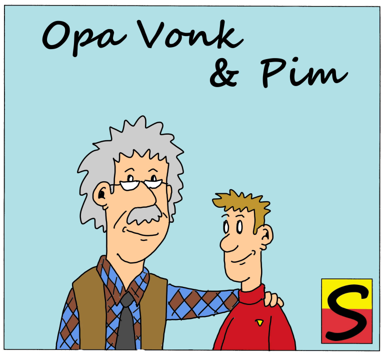
Zowel op de boot, als met de kampeerauto, gebruik ik de Hyendfed 5 band antenne (80/40/20/(15)/10 m). Die is wel 23 m lang, niet voor een hotelkamer, maar op de boot past ie precies tussen top van de mast en puntje van de vlaggenstok op het achterschip. Bij de kampeerauto:
mastvoet onder achterwiel, "hengel" van 10 m, en antenne uitspannen. En met het vliegtuig naar La Palma: zelfde antenne, gespannen tussen een bezemsteel en een amandelboom, max 3 m boven de grond (maar wel 1000 m boven zee, en uitzicht over de oceaan) werkte het fantastisch.

IC 7000, autotuner, fantastische verbindingen gemaakt.

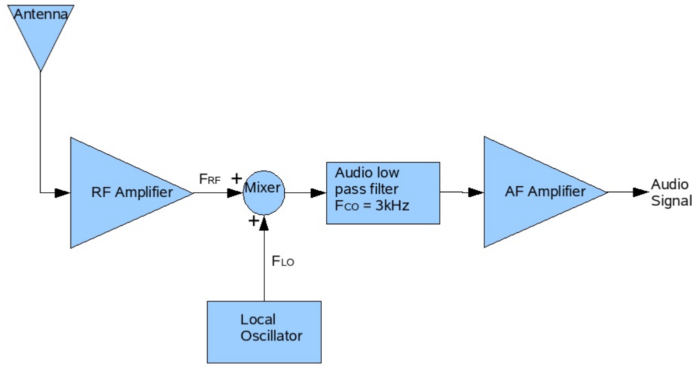
Op de foto de opstelling in het Gaujas National Park in Letland, waar het Flora/Fauna YLFF001 werd gereactiveerd.



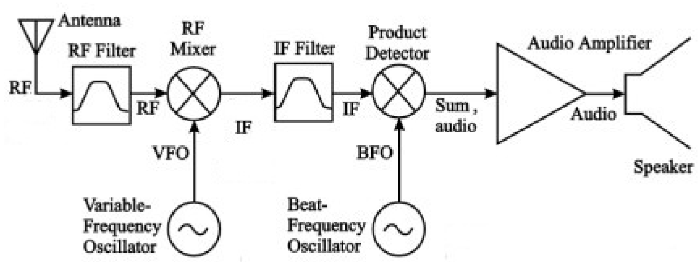
De opstelling van Kees in Gaujas National Park in Letland, waar het Flora/Fauna YLFF001 werd geactiveerd.



"Opa, die Minima die in de RAZzies van vorige maand stond en waar U nog mee bezig ben, is dat nou een SDR?", vroeg Pim, belangstellend de experimenten van zijn Opa volgend. "Een Software Defined Radio?", vroeg Opa met enige verbazing. "Waarom denk je dat?" "Nou, er zit een processor in. En je kunt er software in laden die de functies van het apparaat beïnvloeden. Dus is het software defined, toch? En het is een radio", antwoordde Pim. "Oh, bedoel je het zo", knikte Opa begrijpend. "Nee, het is geen Software Defined Radio, ook al zit er een processor in die zich met de bediening bemoeit. Maar de software bemoeit zich niet met de signaalweg. Alleen maar met de besturing. En dan noem je het geen SDR", zei Opa. Pim moest daar even over nadenken. "Ok, dus het criterium voor SDR zit dus in de bemoeienis met het signaal. Dan is Uw FT857 zeker wel een SDR, want de processor daarvan bemoeit zich wél met de signaalweg", concludeerde Pim. Nu was het Opa's beurt om enigszins verward te raken door Pims redenering. "Nee nee, dat is een DSP, een Digitale Signaal Processor. Dat is geen SDR". "Ik volg het niet meer", zuchtte Pim. "Hoe zit het nou precies?" Opa dacht even diep na, en antwoordde toen: "Het zit als volgt. In een ouderwetse ontvanger is de hele signaalverwerking analoog. Het signaal komt binnen op de antenne. Dan meestal door een filter dat de niet gewenste signalen van de antenne tegen moet houden. Vervolgens naar een mixer. Afhankelijk van het type ontvanger volgt dan meteen laagfrequent, zoals bij de Direct Conversion ontvanger, of middenfrequent, waar extra filtering plaatsvindt. Bij een Direct Conversion ontvanger vindt verdere filtering plaats in het laagfrequent. Een nadeel van een Direct Conversion ontvanger is, dat deze geen onderscheid kan maken tussen hoge- en lage zijband. De filtering vóór de mixer is daar niet smal genoeg voor. Ga je daarna mengen, dan levert zowel de hoge als de lage zijband een laagfrequent signaal op.

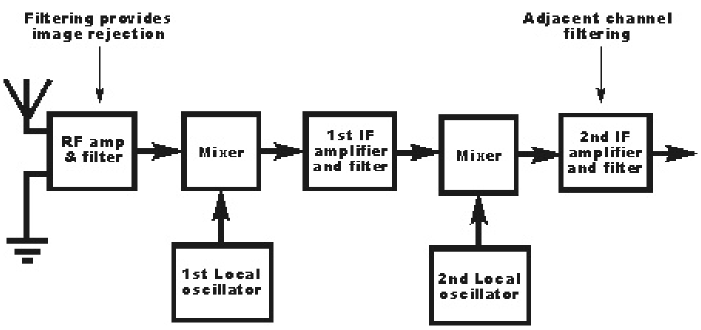


De selectiviteit van dit type ontvanger wordt dus bepaald door het Audio LowPass filter. Bovendien is er geen enkele vorm van versterkingscontrole, waardoor je met één hand aan de afstemknop en één hand aan de volumeregelaar moet zitten om te voorkomen dat bij sterke signalen je trommelvliezen barsten. Hier hoeven we niet in discussie over SDR of DSP of wat dan ook. Dit is een DC, ofwel Direct Conversion ontvanger. De spiegels liggen op laagfrequent niveau: daarom kan je geen onderscheid maken tussen LSB en USB, en ook de selectiviteit ligt op laagfrequent niveau. Immers, stel dat je op 3600kHz naar een LSB signaal luistert. Dat loopt dan van 3597-3600kHz en na menging met de Local Oscillator die dan op 3600kHz loopt, hou je 0-3kHz over. Frequenties kunnen immers niet negatief worden. Maar ook USB, 3600-3603kHz geeft na menging met 3600kHz 0-3kHz laagfrequent. Feitelijk is de ontvangstbandbreedte dus 6kHz en dat maakt een DC ontvanger niet erg geschikt voor een drukke band. Dus werd een ontvanger uitgerust met een middenfrequent, waarbij wél onderscheid te maken is tussen de zijbanden: de Superheterodyne ontvanger, ofwel (enkel)super.

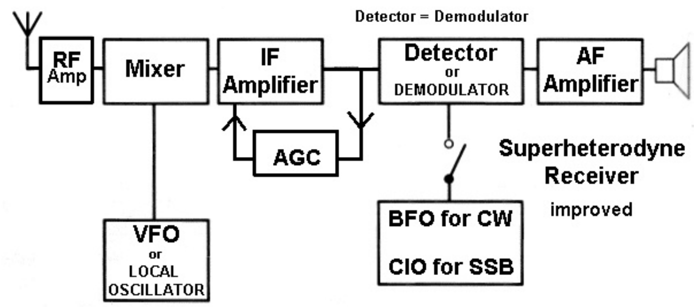


De middenfrequent was in die eerste dagen rond de 455kHz, waarbij met spoelen nog goede scherpe filters te maken waren. Nog steeds analoog, maar het werkte wél. Gaan we uit van een bandbreedte van 3kHz, dan loopt het filter

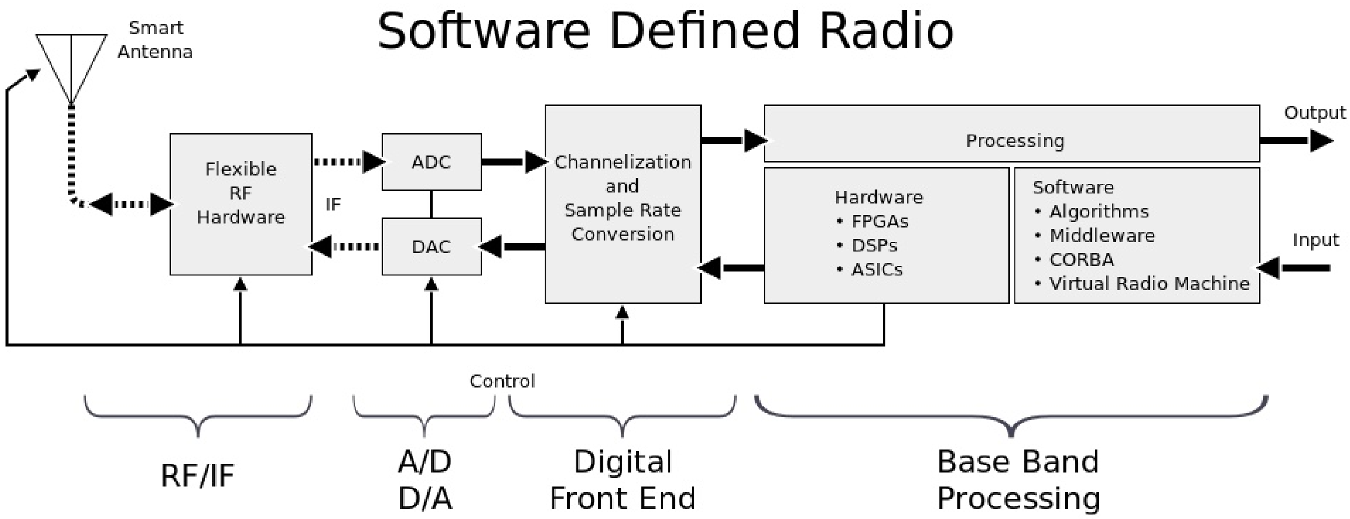
bij een centrale frequentie van 455kHz van 453,5-456,5kHz. Regel je de VFO zo, dat een LSB signaal van 3600kHz na de RF mixer precies op de hoge flank van het filter valt, dan blijft alleen het LSB signaal over. Het USB signaal loopt dan immers van 456,5-459,5kHz en valt buiten het filter! Andersom zorg je dat een USB signaal op de lage flank van het filter terecht komt, waardoor dit signaal wél door het filter komt en een LSB signaal niet. Dat klinkt goed, maar er ontstond nu een ander probleem: spiegelfrequenties. Vooral bij hogere ontvangst-frequenties vormt dat een probleem. Laten we eens uitgaan van een frequentie van 14.250MHz die je wilt ontvangen. Gebruik je bovenmenging, dan moet de VFO dus 455kHz hoger werken. Dus op 14.705MHz. Maar er is nóg een frequentie die 455kHz oplevert, en dat is 14705+455 en dat is 15.160MHz. En het probleem is, dat je je bandfilters aan de ingang niet zó goed krijgt, dat 14.250MHz wél doorgelaten wordt, terwijl 15.160MHz sterk onderdrukt wordt. Dus bedacht men een nieuwe list: een dubbelsuper. Daarbij wordt een hoge eerste middenfrequent gebruikt, waarbij het makkelijk is om de spiegelfrequentie te onderdrukken, en een lage middenfrequent waarbij het makkelijk is om selectieve filters te maken.



Stel dat de eerste MF nu 40MHz is. Voor het mengen van een 14MHz signaal is een eerste Local Oscillator nodig van 54MHz. De spiegel is dan 54+40=94MHz. Immers, 94MHz geeft met de LO van 54MHz ook 40MHz. En 94MHz ligt ver genoeg weg van 14MHz om voldoende uit te kunnen filteren. Daarna mengen we weer naar 455kHz en kunnen we mooie smalle filters maken. Maar ja, de steilheid van een filter is eindig, en bij smalle filters treedt "ringing" op; een verschijnsel waarbij het filter uitslingert na een snelle verandering. En dat luistert heel onrustig. Met de opkomst van geïntegreerde schakelingen die analoog naar digitaal en andersom konden doen, werd het mogelijk om laagfrequent om te zetten naar een stroom bytes, en op die bytes allerlei berekeningen los te laten waardoor wél hele scherpe filters gesimuleerd konden worden zonder de nadelen van een analoge schakeling. En dát noemen we Digitale Signaal Processing. Dat doet niets met de afstemming, niets met de middenfrequent; er worden uitsluitend bewerkingen uitgevoerd op het laagfrequent. De processoren konden gewoon niet sneller. Dat had het voordeel dat je nu heel smal kon filteren: op mijn FT857 kan ik een 60Hz smal CW filter zetten. Maar er zit ook een nadeel aan. Je kunt wel filteren met een DSP, maar de middenfrequent bandbreedte wordt daar niet smaller van. Is dat erg? Nou, dat zal ik je laten zien.



In de meeste ontvangers wordt na de middenfrequent (IF, van het Engelse Intermediate Frequency) een regelsignaal afgeleid dat de versterking van de middenfrequent trappen regelt; de zogenaamde Automatic Gain Control ofwel AGC. Deze automatische versterkings-regeling zorgt ervoor dat sterke stations niet uit de luidspreker knallen en je niet over zwakke stations heen draait door de versterking terug te regelen dan wel wat op te voeren. Maar stel dat je naar een CW station luistert met een gewoon SSB bandfilter zoals de meeste sets hebben. Een SSB bandfilter is ongeveer 3kHz breed, en daarin passen wel 10 CW stations. Wil jij luisteren naar een station dat binnen je bandbreedte zit en je zet je DSP op 60Hz breed, dan hoor je inderdaad alleen dat ene station. Maar om je heen zitten nog meer stations, en als er een sterk CW station binnen je bandbreedte valt,



dan reageert de AGC daar nog steeds op, ook al hoor jij dat station niet meer doordat de DSP die eruit gefiltert heeft! Hetzelfde geldt natuurlijk voor SSB: als er een station tegen je aan zit te duwen en je maakt de bandbreedte met de DSP smaller, bijvoorbeeld 1600Hz, dan hoor je het "gekwaak" niet meer. Maar de AGC reageert er nog steeds op! Dus hoewel een DSP je kan helpen om een signaal beter neembaar te maken, kleven er ook nadelen aan. Het hele systeem werkt op het laagfrequent, dus nadat alle signaal verwerkingen al hebben plaatsgevonden. Een processor: Ja. Maar SDR: nee. Het doet immers niets met de radiofunctie. Wanneer is het dan wel SDR? Daarvoor moeten we kijken wat SDR precies doet. Daar hebben we het al eerder over gehad, maar het gaat hier om het verschil tussen een processor die functies van een zender bedient, of die daadwerkelijk voor de verwerking van het signaal dient. Bij een SDR heb je in het ideale geval een antenne, bandfilter en daarna meteen een Analoog-Digitaal Converter (een ADC) die het signaal omzet in bytes waarmee een processor wat kan. De processor heeft vervolgens algorithmes waarmee de bandbreedte van het signaal ingesteld kan worden, de demodulatiemethode, eventuele filtering enzovoorts. Alleen: op dit moment zijn de processoren nog niet snel genoeg om het signaal van de antenne meteen om te zetten in een digitaal signaal. Daarom vindt er meestal toch nog wel enige menging plaats naar een frequentie waarop de processor zijn werk nog wél kan doen. Maar daarna is het ook helemaal digitaal. Er worden twee signalen gemaakt die 90 graden uit fase zijn, de zogenaamde I en Q signalen. Die worden aangeboden aan de geluidskaart van een computer, en de computer doet verder alle ingewikkelde bewerkingen op het signaal. DAN is er sprake van SDR. Zie ook het februarinummer van 2013 van de RAZzies. Daar staat het uitgebreid in beschreven. Dus: een computergestuurde radio is geen SDR. Ook een Digitale Signaal Processor (DSP) maakt het geen SDR. Maar zodra er een computer aan te pas komt om de signalen te verwerken, filteren, versterken, moduleren, demoduleren of nog complexer, dan is er sprake van SDR. Is het je nou wat duidelijker?" besloot Opa zijn verhaal. Pim knikte. "Ik zie het. Een processor die de frequentie instelt, maakt het nog geen SDR. Hooguit een slimme afstemming. Processors die bandfilters schakelen, ook niet. Ook al kan je de software wijzigen zoals bij de Minima transceiver, zolang die niet bepalend is voor de verwerking van de signalen, praat je niet over SDR. Ook bij het filteren van het laagfrequent door een Digitale Signaal Processor praat je nog steeds niet over SDR. Pas als er Analoog-Digitaal conversie aan te pas komt en een computer de (de)modulatie van het signaal voor zijn rekening neemt, heb je het over SRD. Heb ik het zo goed?" "Helemaal", zei Opa. "We zullen binnenkort eens een simpel SDR radiootje bouwen. Je zal onder de indruk zijn wat er met een paar componenten en een computer al niet kan". "Typisch Opa", zuchtte Pim. "Binnenkort. Ok, ik wacht ongeduldig af"...

Nostalgiehoek



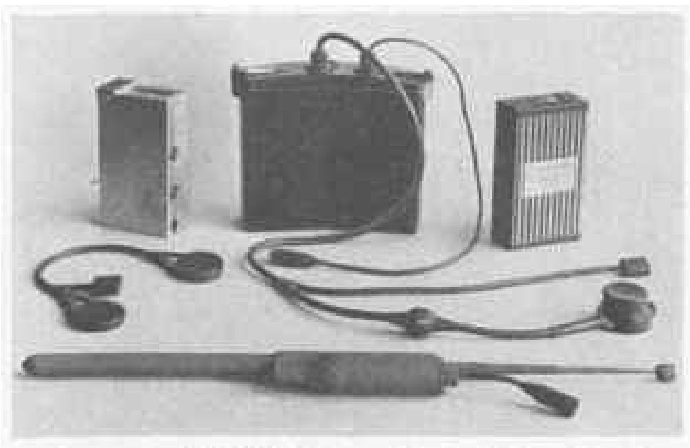
MAB portable radio set

In de oorlogsvoering speelde communicatie een steeds belangrijker rol. Er is dan ook een hoop werk gemaakt van allerlei apparatuur die geschikt moest zijn om door een persoon gedragen te kunnen worden. Neem daarbij in aanmerking dat de transistor nog niet beschikbaar was, en je kunt je een voorstelling maken van de enorme uitdaging waarvoor de ontwerpers van veldradio's zich geplaatst zagen: kwetsbare buizen die stroom vraten, zendvermogen, accu's die ook meegenomen moesten worden, beperkte afmetingen - voorwaar geen sinecure. Eén van die serie manpacks waren de MAB en MP (MU, MW, MV en MX) serie radio zend-ontvangstapparaten. Deze apparaten waren ontworpen voor paratroopers en ander personeel die behoefte hadden aan twee-wegs communicatie met maximale eenvoud en minimale afmetingen en gewicht. In eerste instantie heette het type MP, maar later kwamen daar de MU, MV, MW en MX bij, afhankelijk van het frequentiebereik dat het desbetreffende model had. De MAB bestrijkt het hele frequentiebereik van de serie. Een ringetje om de antenne geeft het frequentiebereik van de MP serie aan, en een schijfje aan de bovenzijde van de behuizing geeft het frequentiebereik van de MU, MV, MW en MX serie aan. De zendontvanger en de voeding passen in een waterdichte gegoten hard-rubberen of fenol behuizing. Deze behuizingen waren voorzien van een passend deksel waarin waterdichte connectoren aangebracht waren voor de microfoon en de antenne. De hele unit werd in een canvas tas gedragen op de borst of op de rug of zelfs in een zak van de uitrusting. De antenne, verbonden via een 28,5 inch rubberen kabel voorzien van breakaway connector, kon in een zak aan de achterkant van het uniform van de paratrooper opgeborgen worden, of, bij het gebruik van de canvas tas, aan de zijkant in de daarvoor bestemde ruimte. De microfoon voorzien van PTT schakelaar en de hoofdtelefoon werden met een rubber kabel van 36 inch met de transceiver verbonden. In deze kabel was ook de aan/uit schakelaar opgenomen. Deze schakelaar en de PTT schakelaar



Model MP, MAB transmitting equipment, assembled for operation.

waren de enige bedieningsorganen voor deze set. De microfoon kon om de nek geslagen worden of in de borstzak gestopt, en de hoofdtelefoon was zo ontworpen dat deze onder de helm van de paratrooper gedragen kon worden. De transceiver was opgebouwd op een aluminium chassis met aan de ene kant de ontvanger, en aan de andere kant de zender. De ontvanger was opgezet als superheterodyne met kristalsturing, en ook de zender was voorzien van een kristal oscillator, gevolgd door een eindtrap die met Heisingmodulatie in amplitude gemoduleerd werd. Om de bediening zo eenvoudig mogelijk te houden, waren er geen meters of knoppen op het apparaat aanwezig. Alle modellen waren van tevoren met een schroevendraaier ingesteld en afgeregeld.



Components of Model MAB transmitting-receiving equipment.

Op een batterijpack kon de transceiver ongeveer 10 uur draaien, uitgaande van 2 minuten zenden en 4 minuten ontvangen. De vibrator-voeding met loodaccu had dezelfde afmetingen en ook dezelfde levensduur als een batterijpack. Dit type voeding was bedoeld voor klimatologische situaties die ongeschikt waren voor batterijen. Beide voedingen leverden 250mA bij 1,35V, 30mA bij 5,5V, 2mA bij 67,5V en 14mA bij 130V in belaste toestand.

De antenne bestond uit 7 segmenten concentrische opvouwbare koperen buizen, afgewerkt met een groene lak. De opgevouwen antenne paste in een glasfiber buis waar de antennespoel omheen gewikkeld was. Een rubberen beschermhoes beschermde de antennespoel tegen mechanische beschadigingen. Voor het afstemmen van de unit waren een afregel oscillator en een veldsterktemeter voor handen.



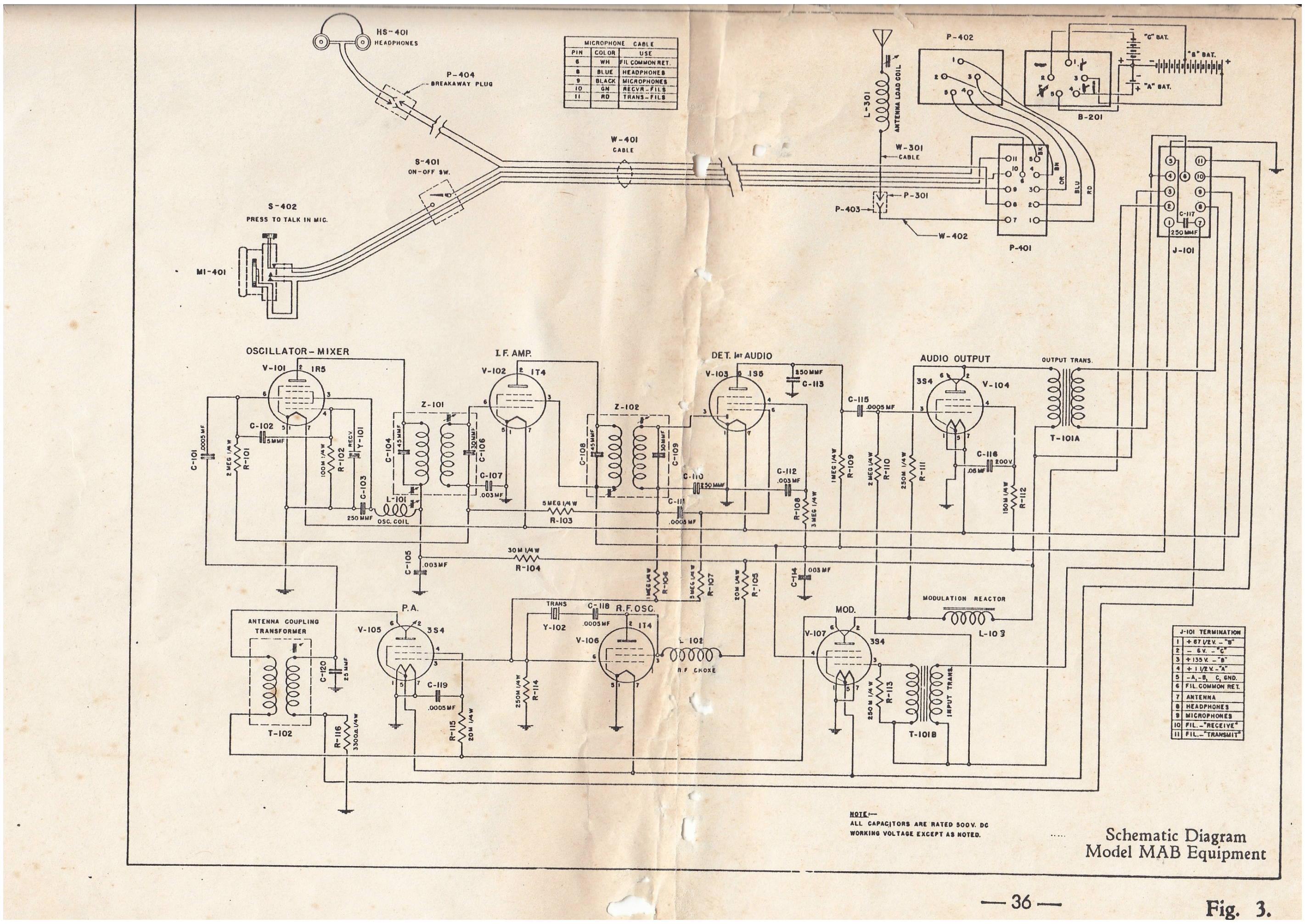
MAB unit klaar voor gebruik



Binnenwerk zonder cover



Met verwijderde beplating.



Schema van de MAB transceiver.

Specificaties:
Gebruik: Paratroopers.
Frequentiebereik: Zenden en ontvangen op één van tevoren afgeregeld kanaal.
MP: 2300-2800kHz, 2800-3300kHz, 3300-3900kHz of 3900-4600kHz.
MU: 2300-2800kHz (rood identificatie schijfje)
MV: 2800-3300kHz (wit identificatie schijfje)
MW: 3300-3900kHz (blauw identificatie schijfje)
MX: 3900-4600kHz (groen identificatie schijfje)
MAB: 2300-4600kHz
Uitgangsvermogen: 0,2W
Modulatie: A3 (AM)
Beschikbare voedingen:
- droog batterijpack
- Vibratorvoeding met 6V loodaccu

Aantal buizen: 7
Gevoeligheid: 15uV/m voor voldoende verstaanbaarheid.
Leuk om te vermelden: deze apparaten werden in dozen verscheept waarin 10 units en 40 reserve-batterijen zaten. Zo'n doos woog dan 80kg, dus dan weet je wat één unit woog.



De bijbehorende veldsterktemeter

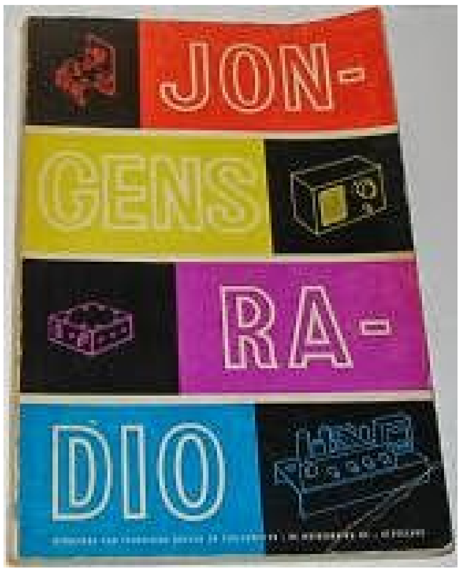
Hollands Glorie ontvanger

Ron van den Brink, PA2RF

Hollands Glorie ontvanger in 2014



Deze ontvanger geeft met één buis ontvangst van de (voormalige) visserij- en middengolf. Het ontvangstbereik op de middengolf strekt zich uit van 150 tot 525 meter. D.m.v. een schakelaar kan ook de (voormalige) visserijband (tot 93 meter) ontvangen worden. Destijds waren hier West-Europese vissers te horen die onderling en met familie op de wal contact hadden. Tegenwoordig hebben VHF marifoon, communicatie op de kortegolf en satelliet (Inmarsat) de AM uitzendingen in de 93 meter band vervangen. Leuk is om in het originele artikel te lezen: …voor de Nederlandse vissers gaan de gesprekken via Scheveningen Radio, Nes (Friesland) of Westkapelle (Zeeland). Heb je de ontvanger eenmaal opgebouwd, dan kan je vooral met stormweer de moeilijkheden en avonturen van de vissers “met je neus er bovenop”, meebeleven. D.m.v. een schakelaartje kun je overgaan naar de middengolf zodat je niet zonder de vlotte Veronica en Luxemburg programma’s of de (minder vlotte) programma’s van Hilversum komt te zitten….



Uit mijn, met potlood gemaakte, aantekeningen, lees ik in een Muiderkring uitgave van “Jongens Radio” uit 1969, dat ik in maart 1978 met succes de “Hollands Glorie” ontvanger heb gebouwd. Er staat “werkt prima”. 36 jaar later kan ik me nog wel het plezier en de verbazing herinneren die zich van mij meester maakte toen ik destijds de spraak en muziek hoorde die uit het luidsprekertje van deze zelfbouw radio kwam.

In die tijd was ik heftig aan het experimenteren met diodeontvangers met OA85 en AA119 en ouderwetse transistors zoals de AC125 (met rode stip bij de collector) en AC127. Maar die eerste baksels hadden één ding gemeen; al maakte je je antenne nog langer dan 10 meter die de achtertuin aankon, nog steeds had je (kristal) oortelefoon weergave.

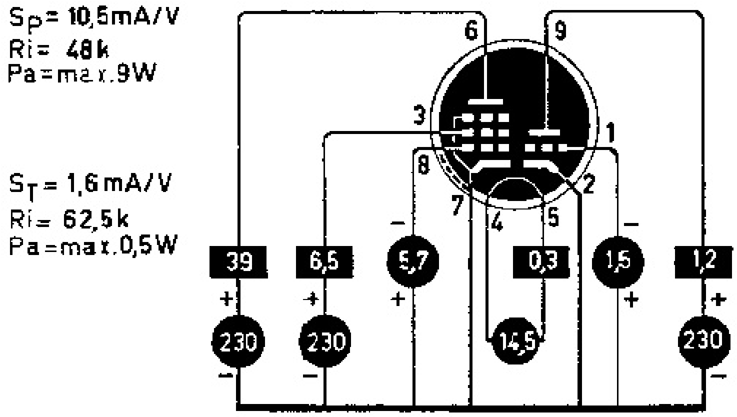
Voor zover ik me kan herinneren was deze 1-pits Hollands Glorie ontvanger het eerste zelfbouwsel dat mijn kamer vulde met geluid uit een heuse luidspreker. Zoiets (en misschien ook wel het gevoel van toen) moet in 2014 toch te reproduceren zijn ?

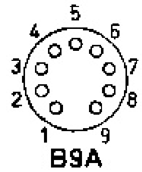
De eerste gang was naar de voorrraaddoos met oude buizen. Even kijken of de dubbelbuis ECL86 misschien in het bestand voorkomt. Helaas, pindakaas. Maar een PCL86 lag wel in een hoek te glimmen.

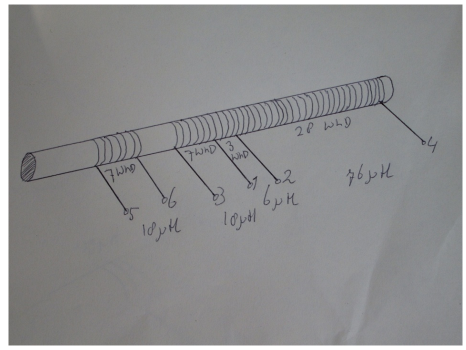


PCL86, triode-penthode. Ontworpen rond 1960

Dat mag geen probleem zijn. Waar een ECL86 werkt op 6,3 Vac gloeispanning doet een PCL86 hetzelfde met 14,5 Vac.







402 replica

Alle andere prestaties en karakteristieken zijn min of meer hetzelfde.



Een tweede kritische component in het ontwerp is de Amroh 402 spoel die met een 500 pF varco parallel de middengolf en (voormalige) visserijband voor je ontsluit.

Sporadisch is de 402 spoel nog wel – tegen extreme prijzen - op de kop te tikken. Maar het is natuurlijk leuker om zelf een replica te maken. Even googlen leverde het schema van de 402 op. De waarden in het µH bereik nodigden uit tot het zelf wikkelen van de samengestelde spoel op een oude ferrietstaaf. Proefondervindelijk en met hulp van mijn LC-meter kwam ik hier op uit:

De voedingstrafo is tegenwoordig ook niet eenvoudig meer te vinden. Secundair ongeveer 240 Vac en dan nog de gloeispanning. Maar het kan ook met twee 14Vac trafo's, kop-staart met elkaar verbonden. Je beschikt dan over 14 Vac voor de gloeispanning en 230 Vac om de anodegelijkspanning van te maken.

Gebruiksaanwijzing spoel type 402

Deze spoel is een verbeterde uitgave van spoel 402 N.

UNIVERSEEL TYPE:
Gezien de gelijksoortige opbouw behoeven de spoelen niet onderscheiden te worden in antenne- en detectortypen.
De draaibare beugels maken 4 verschillende montagemanieren mogelijk. Aanbevolen chassisopening 38 mm rond.

TECHNISCHE GEGEVENS:
Toepassingen: Antennespoel voor „recht-uit" of „super"-schakelingen; detectorspoel met of zonder terugkoppeling voor „recht-uit" schakelingen.
Frequentiebereik: 535-1640 kHz = 183-560 meter, indien de draaicondensator een capaciteitsvariatie heeft van 490 pF.

Zelfinductie:

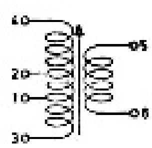
tussen de lippen	3 en 4	175 µH (± ½ %)
„ „ „	1 en 3	18 µH
„ „ „	1 en 2	5,2 µH
„ „ „	2 en 4	76 µH
„ „ „	2 en 3	29 µH
„ „ „	5 en 6	18 µH
zelfinductie tussen de lippen 3 en 4 zonder kern		110 µH

Transformatie verhoudingen:
tussen 5-6 en 3-4 1 : 3.75
tussen 1-3 en 3-4 1 : 3.75
tussen 2-3 en 3-4 1 : 2.8

Regelbereik van de kern: 150 - 210 µH.

Kwaliteitsfactor van de spoel ($Q = \frac{\omega L}{R}$):
550 kHz Q = 140
1000 kHz Q = 160
1430 kHz Q = 165

Q quotient ($\frac{Q\ max.}{Q\ min.}$) = 1.16



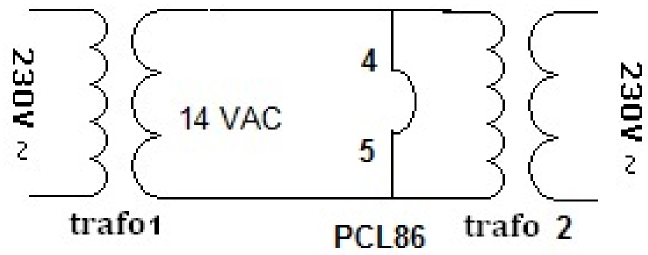
Bijbehorende draaicondensatoren:
Novocon DC 101 (enkelvoudig)
Novocon DC 203 (2 x 490 pF)

Bijbehorende afstemschaal: Met de draaicondensator DC 203 de „Minimax" afstemschaal met de glasplaat 4040 (65 x 365 mm).

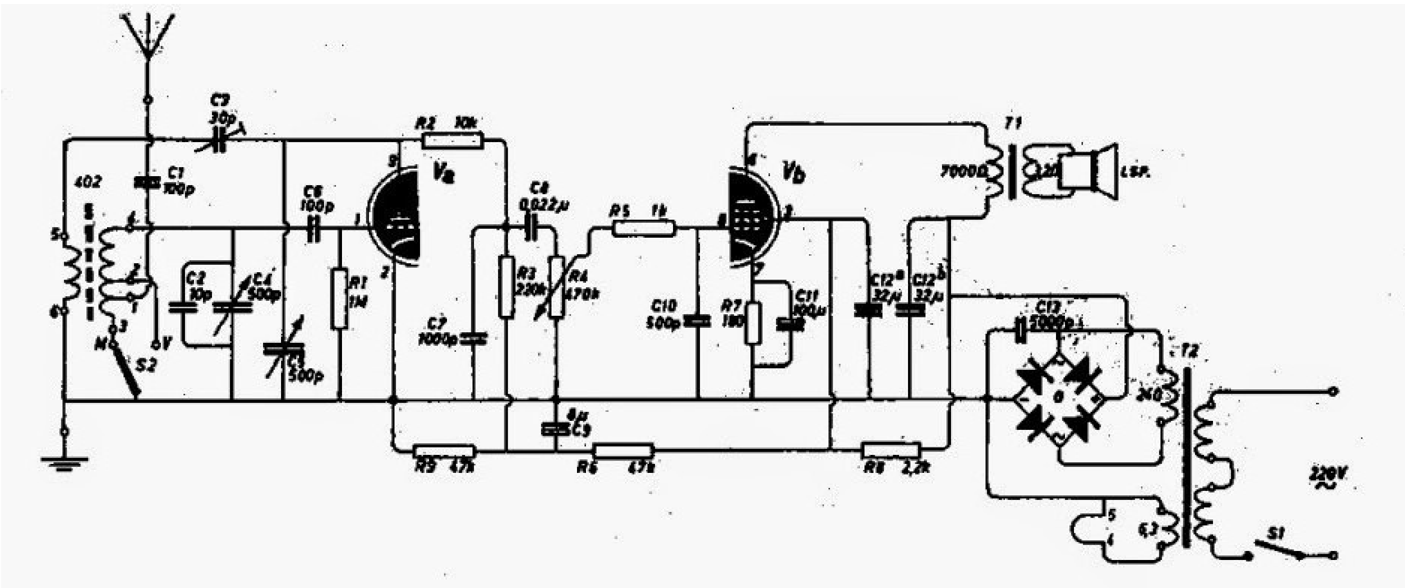
Bevestiging: d.m.v. 2 montageboutjes M 3.

Bestelnummer: 60.263.

De voedingstrafo is tegenwoordig ook niet eenvoudig te vinden. Secundair ongeveer 240 Vac en de gloeispanning. Maar het kan ook met twee 14Vac trafoos, kop-staart met elkaar verbonden. Je beschikt dan over 14 Vac voor de gloeispanning en 230 Vac om de anodegelijkspanning van te maken. Ik heb, om 50/100 Hz brom te minimaliseren, nog wel een 120 ohm weerstand van contact 4 van de PCL86 naar massa aangebracht.



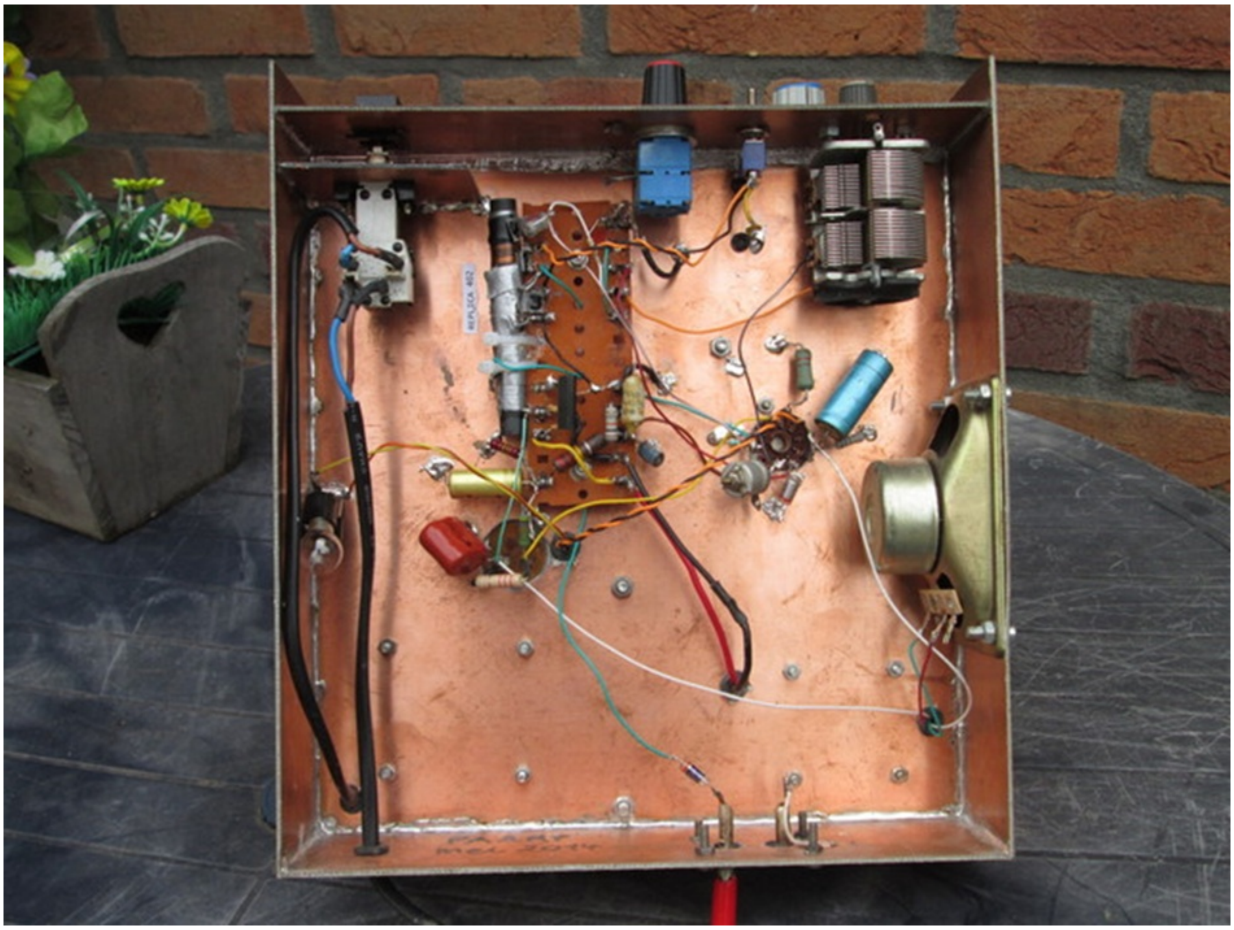
Het oorspronkelijke schema ziet er als volgt uit:



Zoals ik tegenwoordig met mijn meeste bouwsels doe is ook deze ontvanger met ongeëtst printplaat (leverancier Radio Twenthe) opgebouwd:



Aan de achterkant zie je links de twee voedingstrafo's en rechts de luidspreker uitgangstransformator. De luidspreker is rechtsachter gemonteerd. De afstemcondensator met de blauwe knop is een fraai 2 x 500 pF exemplaar met een transparante kunstof beschermkap. De grijze knop rechtsonder bedient C5 waarmee je de ontvanger op het randje van genereren instelt en dus bepalend is voor de gevoeligheid. In de oorspronkelijk tekst wordt hierover vermeld: ..je krijgt de selectiefste ontvangst en ook de meeste zenders, wanneer je met C5 steeds op het randje van genereren instelt. Lukt dit niet overal, dan moet je trimmer C3 verder indraaien…



Rechtsboven zie je C5 en links naast het soldeerbord de replica 402 vastgezet met 2 tyeraps.



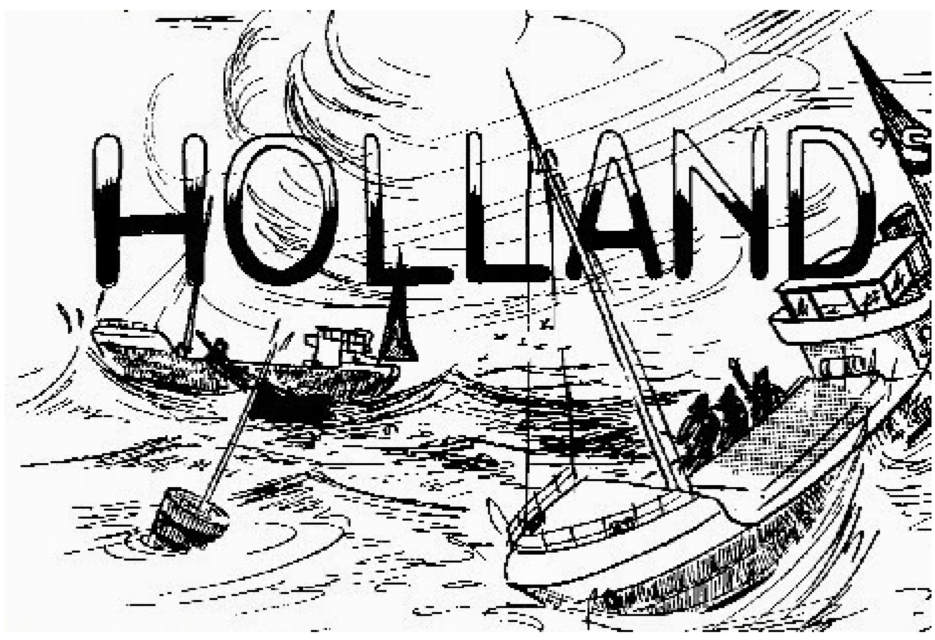


De resultaten vallen niet tegen: Overdag zijn er 4 Nederlandse middengolf stations te horen:

- Radio Maria NL, 675kHz
- NPO Radio 5 Nostalgia, 747kHz
- Groot Nieuws Radio, 1008kHz
- Vahon Hindustani Radio, 1566kHz

’s-Avonds gaat het beter. Op 30 mei kon ik, met een 8 meter lange draadantenne, 10 stations beluisteren: Nederlands (4x), Engels (2x), Frans (1x), Duits (1x) en Oost Europees (2x). De selectiviteit is prima en de geluidskwaliteit is gewoon goed.

Maar op de visserijband (ongeveer 3200 kHz) is het allemaal minder. Veel gekraak en lawaai en ’s-avonds iets wat op Frans lijkt…



Al met al vond ik het leuk om de schakeling na te bouwen. Naast al het moderne (digitale) geweld (ik rommel graag met digimodes, SDR ontvangers, PICs, transverters) is zo’n buizenontwerp toch weer erg leuk. Zolang er met AM gewerkt wordt kun je aan dit soort schakelingen veel plezier beleven.

Een verrassing was dat het oorspronkelijke artikel in “Dr. Blan” on-line te vinden is:

http://188.142.38.174/nvhr/Amroh_HollandsGlorie.pdf

Op basis van dit verhaal is het artikel in “Jongens Radio” van 1969 geschreven.

73, Ron

PA2RF

RAZ BBQ

Inmiddels traditioneel beginnen we het nieuwe seizoen met een Barbecue voor RAZzers, (X)YL's en QRP's. De datum is inmiddels bekend: op zaterdag 6 september schuiven we weer aan op de locatie van scouting John McCormick in Zoetermeer. Het inschrijvingsformulier komt binnenkort op de website, zodat we weten op hoeveel personen we moeten rekenen. Noteer deze datum alvast in je agenda!

